

⑬ 日本国特許庁 (JP)
⑭ 公開特許公報 (A)

⑮ 特許出願公開

昭57—159148

⑯ Int. Cl.³
H 04 L 1/00
// H 04 L 27/20

識別記号

庁内整理番号
6651—5K
7240—5K

⑰ 公開 昭和57年(1982)10月1日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 6 頁)

⑱ 適応変調方式

川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

⑲ 特 願 昭56—43644

⑳ 出 願 人 富士通株式会社

㉑ 出 願 昭56(1981)3月25日

川崎市中原区上小田中1015番地

㉒ 発 明 者 中野浩

㉓ 代 理 人 弁理士 玉島久五郎 外3名

明 細 書

1. 発明の名称

適応変調方式

2. 特許請求の範囲

符号誤り率等の回線品質を示す受信特性を測定する手段と、該受信特性測定結果により所定の複数の変調方式から最適な変調方式を指定する制御信号を発生する手段と、制御信号に応じて複数の変調方式中の1つを選択して変調を行う変調手段と、制御信号に応じて複数の復調方式中の1つを選択して復調を行う復調手段とを具備、選択された最適な変調方式に対応して送信側で変調方式を変更するとともに選択された最適な変調方式に対応して受信側で復調方式を変更して通信を行うことを特徴とする適応変調方式。

3. 発明の詳細な説明

本発明は、回線品質に応じて変調方式を変更することによって、回線効率を向上させることができる、適応変調方式に関するものである。

デジタル無線通信における変調方式としては、

2相、4相、8相、16相等の各PSK変調方式があり、このうち最も多く用いられているのは4相および8相のPSK変調方式である。

第1図は各種PSK変調方式における信号ベクトルの配置を示す図である。問題において(a)、(b)、(c)、(d)はそれぞれ2相、4相、8相、16相PSK変調波を示し、2相PSK波はπおきの2つのベクトルによつて1つのバイナリデータを伝送し、4相PSK波はπ/2おきの4つのベクトルによつて2つのバイナリデータを伝送し、8相PSK波はπ/4おきの8つのベクトルによつて3つのバイナリデータを伝送し、16相PSK波はπ/8おきの16個のベクトルによつて4つのバイナリデータを伝送することは周知である。

このようなデジタル無線通信においては、通帯幅G Hzないし数十G Hz程度の高い周波数の電波が使用されており、降雨によつて強く減衰されて、深いフェーディングを生じる。従つてこのようなデジタル無線回線においては、一般に20dBないし50dB程度の大きなレベルマージンを割り当て

ることによつて、フェーリングによる回線断の発生を防止している。

しかしながら、降雨によるフェーリングの発生確率は非常に小さく、時間率にして数％以下である。従つて上述のごとき従来のデジタル無線回線においては、大部分の時間は不必要に高い受信電力で動作していることになり、設備容量と消費電力の両面から不経済である。

本発明は、このような従来技術の欠点を除去しようとするものであつて、その目的は、小さい確率で発生するフェーリングのため設けられる、平常時は不必要な大きなレベルマージンを利用して、回線効率を向上させ経済化を図ることができる方式を提供することにある。

この目的を達成するため、本発明の適応変調方式においては、符号誤り率等の回線品質を示す受信特性を測定する手段と、該受信特性測定結果により所定の複数の変調方式から最適な変調方式を指定する制御信号を発生する手段と、制御信号に応じて複数の変調方式中の1つを選択して変調を

行う変調手段と、制御信号に応じて複数の変調方式中の1つを選択して変調を行う変調手段とを具備し、選択された最適な変調方式に対応して送信側で変調方式を変更するとともに選択された最適な変調方式に対応して受信側で変調方式を変更して通信を行うことを特徴としている。

以下、本発明の原理と実施例とについて説明する。

PSK変調方式においては、回線の品質を示す受信特性例えば符号誤り率と、搬送波の信号対雑音比を示すCNRとは一定の関係があり、同一の符号誤り率に対しては、相数が増加するに従つて、大きなCNRを必要とすることが知られている。

第2図はコヒーレント検波PSK方式におけるCNR対符号誤り率の理論値を示す特性図である。同図においては、同一符号誤り率に対して、2相PSKから5相PSKまで相数が増すごとに、順次それぞれ3.0dB、5.1dB、5.6dB、および6.0dBずつCNRが増加することが示されている。従つて、今、雨天時には相数の多い例えば16

相PSK変調方式で信号を伝送し、フェーリング発生時、レベルマージンの減少に伴つて8相、4相または2相PSK変調方式に順次変更して信号を伝送するようにすれば、相数が大ききときは伝送できるデータ量が多く、相数が小さくなるに従つて伝送できるデータ量が減少するが、反面必要とするCNRが低下するので、回線断が発生する事態を避けることが可能である。

本発明は、デジタル無線回線における平常時の高い受信電力を利用して、多レベルのデジタル信号伝送を行わせることによつて、より大容量伝送を可能とし、フェーリング時には少レベルのデジタル信号伝送を行わせることによつて、伝送容量の犠牲のもとに回線断の確率を小さくしたものである。

第3図は本発明の適応変調方式の実施例の構成を示すブロック図である。同図において符号1ないし10は送信側を示している。1はマルチプレクサ(MPX)、2は変調器(MOD)、3は送信機(TX)であつて、これらは送信装置を構成して

いる。4はダイプレクサ(DIPLX)、5はアンテナである。6は受信機(RX)、7は復調器(DEM)、であつて、これらはコマンド受信装置を構成している。8はデコーダおよび制御回路である。また符号11ないし19は受信側を示している。11はアンテナ、12はダイプレクサ(DIPLX)である。13は受信機(RX)、14は復調器(DEM)、15はデマルチプレクサ(DMPX)であつて、これらは受信装置を構成している。16は受信特性測定回路(LPM)、17は制御回路であつて、これらは監視制御装置を構成している。18は変調器(MOD)、19は送信機(TX)であつて、これらはコマンド送信装置を構成している。

送信側において、4本の入力ラインA、B、C、Dを経て、4つのバイナリデータが入力される。マルチプレクサ1は用いられる変調方式に対応して、所要の数のバイナリデータを選択して変調器2に入力する。変調器2においては、入力バイナリデータに対応して2相PSKないし16相PSKのうちいずれかの変調方式によつて変調を行つて、

PSK変調信号を発生し、送信機3に入力する。送信機3においてはこれによつてデジタル無線信号を発生しダイブレクタ4、アンテナ5を経て送出する。

受信側においては、アンテナ11、ダイブレクタ12を経て入力されたデジタル無線信号を受信機15によつて受信する。受信信号は復調器14において変調方式に応じて復調され、復調信号はデマルチプレクタ15に入力される。デマルチプレクタ15は変調方式によつて定まるバイナリデータの数に応じて出力ラインA, B, C, Dを選択して出力する。

受信特性測定回路16は、復調器14における回線品質を示す受信特性例えば符号誤り率を測定する。制御回路17はこれによつてそのときの受信特性に対応する最適な変調方式を示す制御信号を変調器18に対して出力する。変調器18は、入力された制御信号に対応する変調信号を発生して、送信機19に入力する。送信機19はこれによつて無線信号を発生し、ダイブレクタ12、ア

ンテナ11を経て送出する。

受信側において、アンテナ5、ダイブレクタ4を経て入力された送信機19からの無線信号は、受信機6において受信され復調器7によつて復調されて、変調方式を示す制御信号を再生する。再生された制御信号はデコーダおよび制御回路8において復号化され、復号化された信号はマルチプレクタ1、変調器2に入力されてこれを制御する。これによつてマルチプレクタ1は制御信号によつて指定された変調方式に応じて入力信号を選択し、変調器2は指定に応じてその変調方式を変更する。

一方、受信側においては、制御回路17の発生する変調方式を示す制御信号は復調器14およびデマルチプレクタ15にも入力される。これによつて復調器14は指定に応じて復調方式を変更し、デマルチプレクタ15は指定された変調方式に応じて出力ラインを選択して復調器14からの復調信号を出力する。

このようにして、受信側において測定された受

信信号の品質を示す受信特性に応じて、送信側および受信側において、それぞれ変調方式および復調方式が選択され、フェーディングがないときは相数の多いPSK方式を用いることによつて伝送容量を増加させ、フェーディングが発生したときは相数の少ないPSK方式を用いることによつて、伝送容量の犠牲のもとに回線断発生の確率を小さくする本発明の目的が達成される。送信側および受信側において、それぞれ変調方式および復調方式を選択可能にするためには、例えば相数の異なるPSK方式の変調器および復調器をそれぞれ送信側および受信側に用意しておき、制御信号によつてこれを選択するように構成することによつて実現できる。

第4図は第3図に示された実施例における受信特性測定回路の一構成例を示すブロック図であつて、受信特性として符号誤り率を測定する場合の一例を示している。同図において、21はアンテナ、22は受信機(RX)、23はバンドパスフィルタ、24は搬送波再生回路、25は復調器(DBM)、26、27は増強器、28はB_X-OR

回路、29はレートワウツである。

第4図において、アンテナ21から入力したデジタル無線信号は、受信機22で受信されて中間周波数(IF)出力信号を生じる。IF出力信号はバンドパスフィルタ23を経て搬送波再生回路24および復調器25に入力される。搬送波再生回路24はIF信号から基準搬送波を再生して復調器25に入力する。復調器25においては、これによつて入力信号を復調して復調出力を発生する。復調信号は増強器26、27に入力され、増強器26においては、入力信号のゼロレベルのしきい値によつて入力信号を識別し、増強器27においてはゼロレベルの上下のある幅を有するしきい値によつて入力信号の識別を行う。識別器26の出力は再生データとして利用される。

一方、増強器26、27の出力はB_X-OR回路28に加入されて、不一致を検出される。符号誤りがないときは増強器の出力信号は常に一致し、従つてB_X-OR回路28は出力を生じない。符号誤りが発生する状態では増強器の出力信号

は一致しなくなり、従つて異X-OR回路28は出力を生じる。レートカウンタ29は異X-OR回路28の出力発生数をカウントする。レートカウンタ29の一定時間の計数値は符号誤り率を示し、受信信号の品質を示す受信特性の信号として用いることができる。

第5図は第4図の受信特性測定回路における識別動作を示す説明図である。同図において(a)は復調器25の出力波形を示している。(b)は縦軸にアイパターンを示し、横軸にしきい値レベルを示している。真線は受信状態が良いときのアイパターンと識別器26のしきい値レベルAを、点線は受信状態が悪いときのアイパターンと識別器27のしきい値レベルBをそれぞれ示している。第5図から受信状態が良いときは両識別器26、27の出力は一致するが、受信状態が悪いときは両識別器26、27の出力が一致しなくなることが明らかである。

以上説明したように本発明の適応変調方式によれば、回線品質を示す受信特性に応じて変調方式

を変更し、受信状態が良いときはレベルマージン小さいが伝送容量が大きい変調方式を使用し、受信状態が悪いときは伝送容量は小さいがレベルマージンが大きい変調方式を使用するようにしたので、小さい確率で発生するフェーリングのためにK取られる、平常時は不必要な大きなレベルマージンを利用して、回線効率を向上させ経済化を図ることができるので、極めて効果的である。

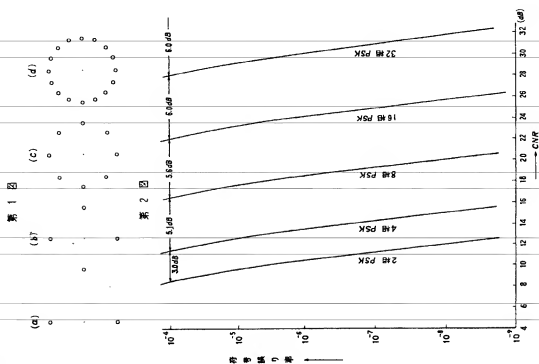
4.図面の簡単な説明

第1図は各種FSK変調方式における信号ベクトルの配置を示す図、第2図はコヒーレント検波PSK方式におけるCNR対符号誤り率の理論値を示す特性図、第3図は本発明の適応変調方式の一実施例の構成を示すブロック図、第4図は受信特性測定回路の一構成例を示すブロック図、第5図は第4図の受信特性測定回路における識別動作を示す説明図である。

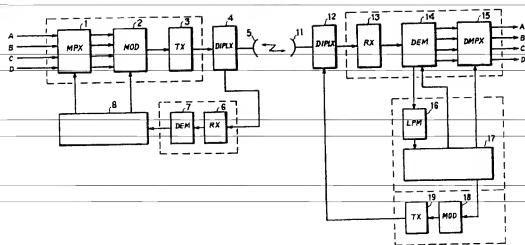
1…マルチプレクサ(MPX)、2…変調器(MOD)、3…送信機(TX)、4…ディプレクサ(DIFLX)、5…アンテナ、6…受信機(RX)、7…復調器

(DEM)、8…デコーダおよび制御回路、11…アンテナ、12…ディプレクサ(DIFLX)、13…受信機(RX)、14…復調器(DEM)、15…マルチプレクサ(DMPX)、16…受信特性測定回路(LPM)、17…制御回路、18…変調器(MOD)、19…送信機(TX)

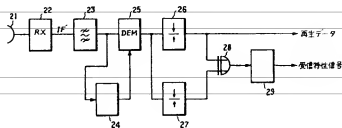
特許出願人 富士通株式会社
代理人 弁理士 玉島久五郎 外3名



第 3 図



第 4 図



第 5 図

